

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 43 41 488 A 1**

⑤1 Int. Cl.⁵:
H 04 L 25/49
// H04L 27/01

⑳ Aktenzeichen: P 43 41 488.5
㉑ Anmeldetag: 6. 12. 93
㉒ Offenlegungstag: 7. 7. 94

DE 43 41 488 A 1

Mit Einverständnis des Anmelders offengelegte Anmeldung gemäß § 31 Abs. 2 Ziffer 1 PatG

⑦1 Anmelder:
Forster, Josef, 81549 München, DE

⑦2 Erfinder:
Forster, Josef, 81549 München, DE; Matzner, Rolf,
80798 München, DE

1. Ex

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Einrichtung zur Erzeugung von Nullstellen im Leistungsdichtespektrum eines zeit- und wertdiskreten Signals

⑤7 Bei der digitalen Nachrichtenübertragung ist oft eine Nullstelle im Sendespektrum nötig. Das neue Verfahren zur Erzeugung von Nullstellen zeichnet sich gegenüber bekannten Verfahren durch eine höhere Information pro übertragenem Symbol, sowie durch seine Flexibilität bezüglich Lage, Form und Breite der Nullstelle aus.
Das Verfahren wählt aus mehreren redundanten Symbolfolgen diejenige aus, die eine Zielfunktion (bestehend aus einer Linearkombination der Energie der unveränderten Symbolfolge und der Energie der geeignet gefilterten Symbolfolge) minimiert, wodurch eine Nullstelle fast beliebiger Form erzeugt werden kann. Mit einem Gewichtungsfaktor kann zwischen einer weiten Nullstelle bei höherer Signalleistung und einer schmalen Nullstelle bei geringerer Signalleistung beliebig abgestimmt werden.
Das Verfahren eignet sich aufgrund seiner Flexibilität für alle Anwendungen, bei denen Nullstellen im Spektrum benötigt werden. Beispiele sind die Datenübertragung über symmetrische Leitungen oder die Signalunterdrückung im Bereich eines Pilottons.

DE 43 41 488 A 1

Beschreibung

Einleitung

Die Aufgabe der Leitungscodierung besteht darin, ein digitales (d. h. zeit- und wertdiskretes) Quellsignal so in ein entweder ebenfalls digitales oder auch zeitdiskretes, aber wertkontinuierliches Sendesignal umzuformen, daß dieses bestimmte spektrale Eigenschaften, z. B. eine Nullstelle im Leistungsdichtespektrum, aufweist. Anwendung finden derartige Verfahren z. B. bei der Datenübertragung, wenn der Übertragungskanal keinen Gleichstrom übertragen kann (häufig aufgrund von Übertragern im Signalweg), oder der Datenspeicherung auf magnetischen Medien. Da in den allermeisten Fällen die aufwendbare Signalleistung für die Übertragung begrenzt ist, kann als Entwurfsziel für Leitungscodes die Minimierung der erforderlichen Sendeleistung bei gegebener Breite einer spektralen Nullstelle angesehen werden.

Stand der Technik

Seit langem bekannt sind Verfahren, die eine binäre Quellensequenz in eine mehrstufige, zumeist ternäre Sendesequenz so umcodieren, daß diese eine oder mehrere spektrale Nullstellen aufweist. Bekanntester Vertreter dieser Kategorie ist der AMI-Code, aber auch die Partial-Response Class IV Codes [1] zählen hierzu. Als gravierendster Nachteil dieser Codes ist die Beschränkung auf binäre Quellsignale und damit eine schlechte Bandbreiteneffizienz anzusehen.

Im Unterschied zu den vorgenannten Verfahren läßt eine von Forney und Calderbank [2] bzw. Calderbank und Mazo [3] veröffentlichte Methode auch mehrstufige (quaternäre, oktonäre, ...) Quellsignale zu. Anstelle einer Umcodierung im engeren Sinne wird dabei eine nichtlineare Vorverzerrung und anschließende Hochpaßfilterung eines ursprünglich diskret pulsamplitudenmodulierten Signals angewendet. Hierbei steigt allerdings die mittlere Leistung des gesendeten Signals mit zunehmender Breite der Nullstelle stark an.

Als Methode zur Reduktion der Leistung eines Digitalsignals wurde von Forney die Technik des Trellis-Shaping eingeführt [4], deren Anwendung von Eyouboglu auch auf verzerrende Kanäle erweitert wurde [5]. Da beim Trellis-Shaping eine Zielfunktion minimiert wird, kann diese Technik grundsätzlich statt zur Minimierung der Leistung auch zur Erzielung bestimmter spektraler Eigenschaften, also z. B. zur Erzeugung einer Nullstelle im Leistungsdichtespektrum, eingesetzt werden. Hierbei ist allerdings die richtige Wahl der Zielfunktion von entscheidender Bedeutung. Ein von Henkel und Schramm [6] vorgestelltes Verfahren krankt an einer ungünstig gewählten Zielfunktion und zeigt damit ein schlechteres Verhältnis von Nullstellenbreite und Signalleistung als zuvor bekannte Verfahren, z. B. [2] und [3].

Prinzip

Durch die Erfindung wird das Problem gelöst, an beliebigen Frequenzen im Leistungsdichtespektrum des Sendesignals beliebig viele Nullstellen beliebiger Vielfachheit mit in weiten Grenzen einstellbarer Breite (Grenzfrequenz, Bandbreite) zu erzeugen und gleichzeitig die Leistung des Sendesignals weitestgehend zu minimieren. Dies wird erreicht durch die Kombination von Trellis-Shaping nach Forney [4] mit einer Zielfunktion, die sowohl die Energie des Signals als auch die Energie eines Fehlersignals, das die Abweichung von den gewünschten spektralen Eigenschaften repräsentiert, minimiert. Als zentraler Baustein einer Vorrichtung, die dieses Prinzip verwirklicht, findet üblicherweise ein Viterbi-Decodierer Verwendung, dessen Metrikberechnung um die notwendigen Operationen zur Berechnung der oben erwähnten Zielfunktion ergänzt ist.

Wirkungsweise des Verfahrens

Die Funktionsweise des Verfahrens ist in Form eines Blockschaltbildes in Bild 1 dargestellt. Eine Eingangsfolge oder Quellsymbolfolge $\langle q \rangle$ wird mittels des Codes C_1 auf die Codesymbolfolge $\langle c \rangle$ abgebildet. Diese Abbildung kann logisch gesehen in zwei Schritte aufgeteilt werden: Zuerst wird die Quellsymbolfolge aus einem beliebigen endlichen Alphabet durch den Generator (mit Gedächtnis) in die Zwischenfolge $\langle p \rangle$ codiert. Der Generator ist durch eine Generatormatrix vollständig beschrieben. Diese Zwischenfolge wird dann anhand einer gedächtnislosen Abbildungsvorschrift (Mapping) in die Codesymbolfolge abgebildet (z. B. 16-AM oder 64-QAM).

Zu dieser Codesymbolfolge, die die zu übertragende Information enthält, wird eine zweite Folge, eine redundante Modifikationsfolge $\langle m \rangle$ addiert, so daß sich die Summenfolge $\langle s \rangle$ (Sendefolge) ergibt. Die Modifikationsfolge wird analog der Codesymbolfolge $\langle c \rangle$ aus der noch zu bestimmenden Wahlfolge $\langle w \rangle$ mittels des Generators G_2 und der Mappingfunktion M_2 erzeugt. Generator G_2 und Mappingfunktion M_2 zusammen bilden den Signalraumcode C_2 . Für eine korrekte Funktion des Verfahrens müssen die beiden Codes C_1 und C_2 so gewählt werden, daß sich eine Vorschrift (Separator) angeben läßt, die die Sendefolge $\langle s \rangle = \langle c \rangle + \langle m \rangle$ wieder in die zugrundeliegenden Einzelfolgen $\langle c \rangle$ und $\langle m \rangle$ trennt. Damit ist sichergestellt, daß die Quellsymbolfolge $\langle q \rangle$ im Empfänger wieder eindeutig rekonstruiert werden kann.

Das Ziel dieses Verfahrens ist die Erzeugung von Nullstellen der Breite B_0 und der Ordnung $2n$ im Sendeleistungsspektrum bei möglichst geringer Sendeleistung S_s . Hierbei ist die Breite der Nullstelle durch die Differenz jener Frequenzen gegeben, an welcher die Nullstelle auftritt ($f = f_0$) und der Frequenz, bei der das Leistungsdichtespektrum wieder auf die Hälfte seines Maximalwertes angestiegen ist (3-dB-Grenzfrequenz).

$$B_0 = \min_{f_1} \{B_0: B_0 = |f_0 - f_1| \wedge S_s(f_1) = \frac{1}{2} \max_f \{S_s(f)\} \} \quad (1)$$

Die Ordnung der Nullstelle ist durch die Form des Leistungsdichtespektrums in der Umgebung der Nullstelle $U(f_0)$ bei der Frequenz f_0 gegeben. Die Form muß in der Nähe von f_0 einer Parabel der Ordnung $2n$ entsprechen:

$$S_s(f) = (f - f_0)^{2n} \cdot S'_s, \text{ mit } f \in U(f_0), \quad (2)$$

mit $U(f_0)$ als Umgebung von f_0 , und S'_s einer in $U(f_0)$ konstanten Sendeleistung. Die zu minimierende Sendeleistung ist wie folgt gegeben:

$$S_s = \lim_{\mu \rightarrow \infty} \frac{1}{2\mu + 1} \sum_{v=-\mu}^{\mu} |s_v|^2 \Rightarrow \min,$$

wobei s_v das zum Zeitpunkt $t = vT$ gesendete Sendesymbol bezeichnet.

Dies wird dadurch erreicht, daß die Wahlfolge $\langle w \rangle$ derart gewählt wird, daß eine auf die Sendesymbolfolge $\langle s \rangle$ angewandte Zielfunktion (Metrik) möglichst gering wird. Diese Zielfunktion $M(\mu)$ besteht mindestens aus einer Linearkombination der Energie der Sendesymbolfolge und der Energie der mit dem zeitdiskreten System

$$H(z) = (1 - z_0 z^{-1})^{-n}, z_0 \in \mathbb{C} \quad (4)$$

gefilterten Sendesymbolfolge. $H(z)$ bezeichnet die z -Transformierte der Impulsantwort dieses Filters, wobei n die Ordnung und z_0 die Lage der Nullstelle bestimmen. Die Breite der Nullstelle kann durch unterschiedliche Gewichtung der Energien der Sendefolge und der gefilterten Folge variiert werden. Für die Realisierung mehrerer Nullstellen muß die Linearkombination um zusätzliche Komponenten der Energien der (mit anderen Koeffizienten) gefilterten Sendefolge erweitert werden.

Technische Realisierung

Die Realisierung eines solchen Systems soll beispielhaft an einem Aufbau zur Erzeugung einer einfachen Nullstelle bei der Frequenz ($f=0$) beschrieben werden. Andere Realisierungen können in der selben Art und Weise mit anderen Filtern bzw. mehreren Filtern realisiert werden.

Der Aufbau entspricht bis auf die Wahl der Metriken dem des Trellis-Shapings, weshalb das Trellis-Shaping hier anhand von Bild 2 nur kurz beschrieben werden soll. Eine detailliertere Beschreibung ist in [4] zu finden. Das Trellis-Shaping verwendet als Metrik nur die Energie des Sendesignals und minimiert damit die mittlere Sendeleistung, erzeugt aber ein weißes Sendespektrum. Für die Erzeugung von Nullstellen ist die Metrik mit der oben angegebene Zielfunktion $M(\mu)$ zu ersetzen.

Beim Trellis-Shaping wird eine Eingangsbitfolge zunächst, je nach Symbolumfang in Einheiten zu $k+1$ Bit aufgeteilt. Dabei werden zunächst k Bit $\langle Q_k \rangle$ unverändert belassen und ein Bit $\langle q_1 \rangle$ wird einen inversen Syndromformer $(H^T)^{-1}$ zugeführt. Der inverse Syndromformer ist ein Faltungscodier, der durch die Generatormatrix $(H^T)^{-1}$ beschrieben wird. Er entspricht bis auf die parallelen Übergänge, die von den unverändert belassenen k Bit gebildet werden, der Generatormatrix G_1 . Am Ausgang dieses Coders stehen nun zwei Bit $\langle p \rangle$ zur Verfügung. Da bei dieser Realisierung die beiden Mappingfunktionen gleich sind $M_1 = M_2 = M$, wird des einfacheren Aufbaus wegen die Addition der Codesymbolfolge und der Modifikationsfolge vor den Mapper gezogen. Die Modifikationsfolge wird mit Hilfe eines Viterbidecoders aus einem Code C_2 (Generatormatrix G_2) gewonnen. Der Viterbidecoder funktioniert derart, daß er aus allen gültigen Codefolgen des Codes C_2 mit der Generatormatrix $G_2 = G$ diejenige aussucht, die eine gewisse Metrik minimiert. Die Metrik muß dabei additiv und monoton sein. Genau diese Bedingungen erfüllt die hier angegebene Zielfunktion. Für jeden Pfad des Viterbidecoders werden die $k+2$ Bit zu den Modifikationsbits des jeweiligen Pfades (modulo 2) addiert und durch die Mappingfunktion M auf ein Ausgangssymbol abgebildet. Daraus wird schließlich die Zielfunktion (Zweigmetrik) berechnet. Das Ergebnis der Zielfunktion wird zur bisherigen Pfadmetrik addiert. Es wird diejenige Modifikationsfolge (Pfad) ausgewählt, die zusammen mit der Codesymbolfolge die Sendefolge erzeugt, die die kleinste Pfadmetrik liefert. Bei der Implementierung des Viterbidecoders ist besonders darauf zu achten, daß nur gültige Codefolgen abgegeben werden.

Im folgenden wird die Metrik genauer beschrieben. Für die Realisierung einer einfachen Nullstelle bei der Frequenz ($f=0$) wird ein Filter mit der folgenden zeitdiskreten Übertragungsfunktion $G_F(z)$ benötigt:

$$G_F(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}, \quad (5)$$

wobei z^{-1} einer Zeitverzögerung um einen Symboltakt T entspricht. Die entsprechende zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion $G_F(f)$ ist gegeben durch:

$$G_F(f) = \frac{1}{1 - e^{-j2\pi fT}} \quad (6)$$

Dieser Filter läßt sich im Zeitbereich rekursiv realisieren ($x_v = y_v - y_{v-1}$), was aber genau der Bildung der RDS (Running Digital Sum) des Eingangssignals (Sendesignals) RDS_s entspricht:

$$RDS_s(\mu) = \sum_{v=-\infty}^{\mu} s_v, \quad (7)$$

wobei s_v das zur Zeit vT gesendete Symbol darstellt.

Als Zielfunktion wird eine Linearkombination der Energie des Sendesignals und der Energie des gefilterten Sendesignals, also der RDS des Sendesignals, verwendet. Die Energie einer beliebigen Folge $\langle x \rangle$ wird durch Summation der Energien der Einzelsymbole x_v berechnet:

$$E_{x,\mu} = \sum_{v=-\infty}^{\mu} |x_v|^2 \quad (8)$$

Die komplette Metrik ergibt sich somit zu

$$M_\mu = \sum_{v=-\infty}^{\mu} \left(|s_v|^2 + k \cdot \left| \sum_{\kappa=-\infty}^v s_\kappa \right|^2 \right), \quad (9)$$

wobei Addition und Summationszeichen aus Gründen der einfacheren Realisierung vertauscht wurden. Der Parameter k legt die Gewichtung des Energieanteils im Verhältnis zum Anteil zur Erzeugung der Nullstelle fest. Je nach dem Wert von k wird somit eine breitere Nullstelle oder eine geringere mittlere Sendeenergie erreicht. Die Berechnung der Metrik ist im Signalfußdiagramm Bild 3 nochmals dargestellt, wobei v wiederum die Sendezeit vT bezeichnet. Die Metrik muß für jeden Pfad des Viterbidecoders getrennt berechnet werden. In der Theorie startet die Berechnung der Metrik zwar bei minus Unendlich ($v, \kappa = -\infty$), in der Praxis stellt es sich jedoch so dar, daß das Gerät irgendwann eingeschaltet wird und von da an die Summen berechnet werden. Für die Zeit vor dem Einschalten kann das Sendesignal einfach zu null angenommen werden.

In der folgenden Tabelle sind noch weitere Beispiele von Zielfunktionen angegeben:

Beispiele für Metriken von Nullstellen:	Übertragungsfunktion des Filters	Metrikberechnung
einfache Nullstelle	$G_F = \frac{1}{1-z^{-1}}$	$M_\mu = \sum_{v=-\infty}^{\mu} \left(s_v ^2 + k \cdot \left \sum_{\kappa=-\infty}^v s_\kappa \right ^2 \right)$
doppelte Nullstelle	$G_F = \frac{1}{(1-z^{-1})^2}$	$M_\mu = \sum_{v=-\infty}^{\mu} \left(s_v ^2 + k \cdot \left \sum_{\kappa=-\infty}^v \sum_{l=-\infty}^{\kappa} s_l \right ^2 \right)$
einfache Nullstelle bei der Frequenz f_0	$G_F = \frac{1}{1-z^{-1} \cdot e^{j2\pi f_0 T}}$	$M_\mu = \sum_{v=-\infty}^{\mu} \left(s_v ^2 + k \cdot \left \sum_{\kappa=-\infty}^v s_\kappa \cdot e^{-j2\pi f_0 vT} \right ^2 \right)$

Als Abbildungsvorschrift (Mapping) wird in diesem Beispiel eine Funktion verwendet, die eine leichte Trennung der beiden Signalkomponenten ermöglicht, zum Beispiel eine QAM Abbildung, bei der die beiden codierten und modifizierten Bits $\langle u \rangle$ das Vorzeichen, also den Quadranten, bestimmen. Die unverändert gebliebenen Bits $\langle q_k \rangle$ bestimmen dann die Anordnung innerhalb des Quadranten (vgl. Bild 4). Eine QAM-Darstellung ist auch bei der Basisbandübertragung gerechtfertigt, wenn die beiden Koordinaten zeitlich nacheinander übertragen werden, da sie dann unabhängig voneinander sind und deshalb in einem kartesischen Koordinatensystem dargestellt werden können.

Die so gebildete Sendefolge wird dann über einen Kanal übertragen, der im allgemeinen auch Störungen hinzufügt. Im Empfänger wird zunächst anhand eines Entscheiders das QAM-Signal wieder in eine Bitdarstellung umgeformt, so daß an dessen Ausgang nun Schätzwerte $\langle \hat{q}_k \rangle$ und $\langle \hat{u} \rangle$ für die beiden Folgen zur Verfügung stehen. Die k Bits der Folge $\langle \hat{q}_k \rangle$ werden entweder direkt der Datensinke zugeführt oder erst noch über einen Decoder geleitet, falls sie im Sender codiert wurden. Die Schätzung für die Folge der beiden Bits $\langle \hat{u} \rangle$ wird einem Syndromformer (H^T) übergeben, der daraus die Eingangsfolge $\langle q_1 \rangle$ wiedergewinnt.

In der nun folgenden mathematischen Beschreibung der Wiedergewinnung der Sendefolge wollen wir Folgen durch ihre z -Transformierten darstellen, somit stellt z. B. $\langle c \rangle$ und $c(z)$ exakt die selbe Folge dar. Auch die Codierer werden nun zur Verdeutlichung ihres Gedächtnisses in z -Schreibweise dargestellt (z. B. $G = G(z)$). Die Eingangsfolge $q_1(z)$ ($\langle q_1 \rangle$) wird mittels des inversen Syndromformers $H^{-1}(z)$ in die Codefolge $c(z)$ ($\langle c \rangle$) transformiert:

$$c(z) = q_1(z) (H^T(z))^{-1} \quad (10)$$

Der Viterbidecoder mit unterliegenden Code $G(z)$ bestimmt die Modifikationsfolge $v(z)$ sp. als sei sie aus einer Wahlfolge $w(z)$ durch

$$v(z) = w(z) G(z) \quad (11)$$

gewonnen. Somit ergibt sich die Summenfolge $u(z)$ zu

$$u(z) = q_1(z) (H^T(z))^{-1} + w(z) G(z) \quad (12)$$

Im Empfänger wird die geschätzte Summenfolge $\langle \hat{u} \rangle$ auf den Coder (Syndromformer) $H^T(z)$ gegeben:

$$\begin{aligned} \hat{q}(z) &= \hat{u}(z) H^T(z) \\ &= q_1(z) (H^T(z))^{-1} H^T(z) + w(z) G(z) H^T(z) \\ &= q_1(z) \quad (13) \end{aligned}$$

Hieraus ist ersichtlich, daß sich die Folge $\langle q_1 \rangle$ wiedergewinnen läßt, falls $G(z) H^T(z) = 0$. Dies bedeutet, daß $H^T(z)$ der Syndromformer zugehörig zum Code $G(z)$ und $(H^T(z))^{-1}$ die zugehörige inverse Matrix des Syndromformers sein muß, damit die Folge $\langle q_1 \rangle$ eindeutig wiedergewonnen werden kann.

Weitere Gesichtspunkte

Das dargestellte Verfahren erlaubt die Erzeugung von Nullstellen im Leistungsdichtespektrum des Sendesignals beliebiger Vielfachheit und mit beliebiger Breite an beliebigen Frequenzen. Es ist für binäre ebenso wie für mehrstufige Quellensignale geeignet. Bei der Integration in bestehende oder neue Systeme zeichnet sich das Verfahren dadurch aus, daß es sich zwanglos mit nahezu allen bekannten Methoden zur Kanalverzerrung (z. B. Entscheidungsrückkopplung oder Tomlinson-Harashima-Vorcodierung) und Kanalcodierung (z. B. Trelliscodierung) kombinieren läßt. Da der Trade-off zwischen der Breite einer Nullstelle und der Sendeleistung durch einen einzigen Parameter bestimmt wird, ist es ebenso möglich, diese Größen im laufenden Betrieb zu ändern, z. B. um eine Anpassung an einen zeitvarianten Kanal vorzunehmen.

Schrifttum und Konferenzbeiträge zum Stand der Technik

- [1] P. Kabal, S. Pasupathy, "Partial-response signaling," IEEE Transactions on Communications, Bd. COM-23, Nr. 9, 1975.
- [2] G. D. Forney, Jr., A. R. Calderbank, "Coset codes for partial response channels; or, coset codes with spectral nulls", IEEE Transactions on Information Theory, Bd. IT-35, Nr. 5, 1989.
- [3] A. R. Calderbank, J. E. Mazo, "Baseband line codes via spectral factorization", IEEE Journal on Selected Areas of Communications, Bd. SAC-7, Nr. 6, 1989.
- [4] G. D. Forney, Jr., "Trellis shaping", IEEE Transactions on Information Theory, Bd. IT-38, Nr. 2, 1992.
- [5] M. V. Eyuboglu, G. D. Forney, Jr., "Trellis precoding: combined coding, precoding and shaping for intersymbol interference channels", IEEE Transactions on Information Theory, Bd. IT-38, Nr. 2, 1992.
- [6] W. Henkel, G. Schramm, "Some recent results on trellis shaping", vorgestellt auf dem IEEE international Symposium on Information Theory, San Antonio, Jan. 1993 (Konferenzbeitrag).

Patentansprüche

1. Einrichtung zur Erzeugung von Nullstellen im Leistungsdichtespektrum eines zeit- und wertdiskreten Signals (Quellensymbolfolge) durch Abbildung der Quellensymbolfolge auf eine Codesymbolfolge aus einem Code C_1 und anschließende additive Verknüpfung dieser mit einer Modifikationsfolge aus einem Code C_2 so, daß die so entstandene Summenfolge wieder in die zugrundeliegenden Folgen aus C_1 bzw. C_2 zerlegt werden kann dadurch gekennzeichnet, daß die Modifikationsfolge so gewählt wird, daß für die Summe aus Codesymbolfolge und Modifikationsfolge (Sendesymbolfolge) eine Zielfunktion, mindestens bestehend aus einer Linearkombination aus einer Funktion der Energie der Sendesymbolfolge und einer Funktion der Energie der mit dem zeitdiskreten System $H(z) = (1 - z_0 z^{-1})^{-n}$, $z_0 \in \mathbb{C}$ gefilterten Sendesym-

bolfolge minimal wird.

2. Einrichtung zur Erzeugung von k Nullstellen der Ordnungen n_1, \dots, n_k an den Frequenzen f_1, \dots, f_k im Leistungsdichtespektrum eines zeit- und wertdiskreten Signals nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß als Zielfunktion eine Linearkombination aus einer Funktion der Energie der Sendesymbolfolge und k Funktionen jeweils der Energie der mit dem zeitdiskreten System $H_k(z) = (1 - z_k z^{-1})^{-n_k}$, $z_k \in \mathbb{C}$, gefilterten Sendesymbolfolge angewandt wird.

3. Einrichtung zur Erzeugung von Nullstellen im Leistungsdichtespektrum eines zeit- und wertdiskreten Signals nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswahl der Modifikationsfolge aus C_2 durch einen Viterbi-Dekodierer oder einen aufwandsreduzierten Viterbi-Dekodierer mit der Zielfunktion aus Anspruch 1 als Metrik vorgenommen wird.

4. Einrichtung zur Erzeugung von Nullstellen im Leistungsdichtespektrum eines zeit- und wertdiskreten Signals nach Anspruch 1 und 2 mit Hilfe einer als Trellis-Shaping bekannten Technik, dadurch gekennzeichnet, daß anstelle der Energie der Sendesymbolfolge als Metrik für den (ggf. aufwandsreduzierten) Viterbi-Dekodierer die Zielfunktion aus Anspruch 1 Anwendung findet.

5. Einrichtung zur Erzeugung einer doppelten Nullstelle bei der Frequenz f_0 im Leistungsdichtespektrum eines zeit- und wertdiskreten Signals nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Energie am Ausgang des zeitdiskreten Systems $H(z)$ aus Anspruch 1 durch das Betragsquadrat der Summe aller mit $e^{-j2\pi f_0 t_v}$ gewichteten Sendesymbole berechnet wird, wobei t_v die zum v -ten Sendesymbol zugehörige Zeit ist.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

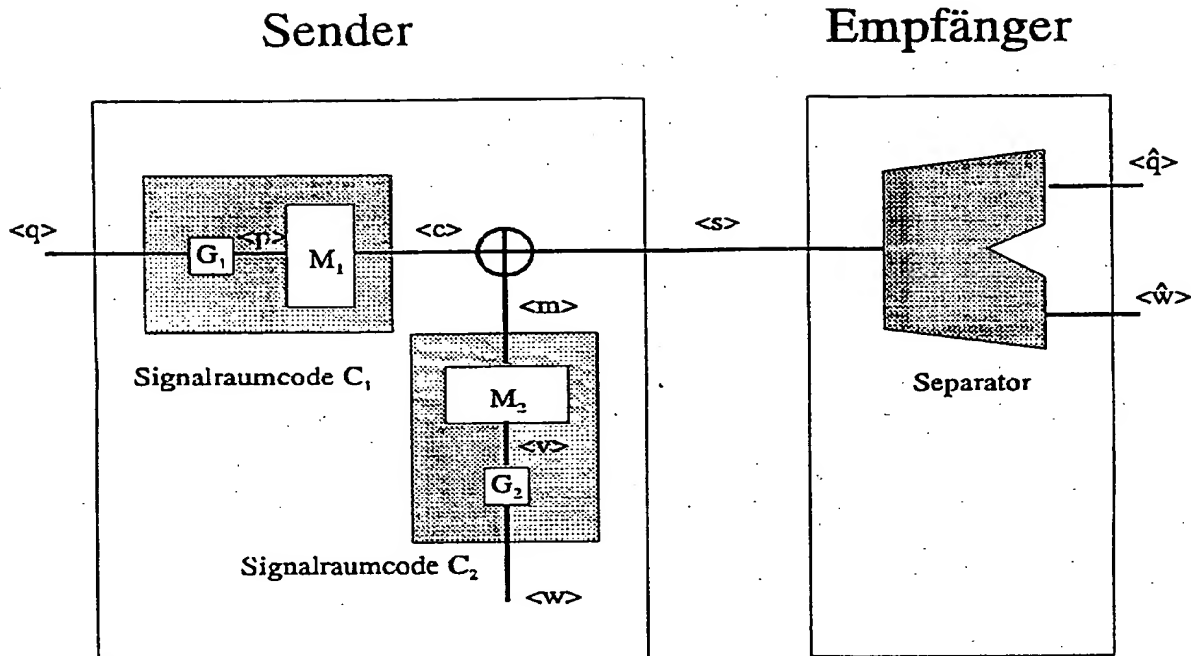


Bild 1: Darstellung des Verfahrens anhand eines Blockschaltbildes.

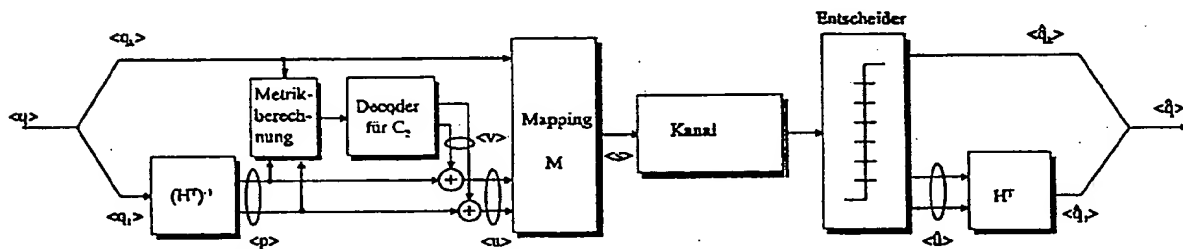


Bild 2: Blockdarstellung der Beispielrealisierung.

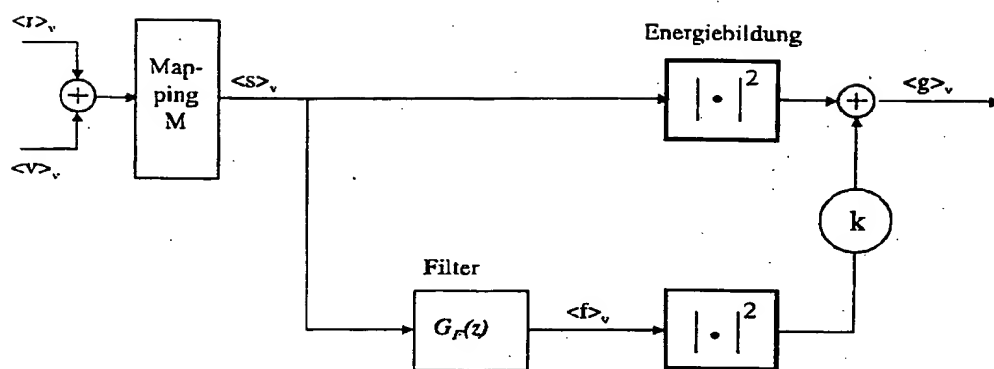


Bild 3: Signalflußgraf für die Berechnung der Zweigmetriken

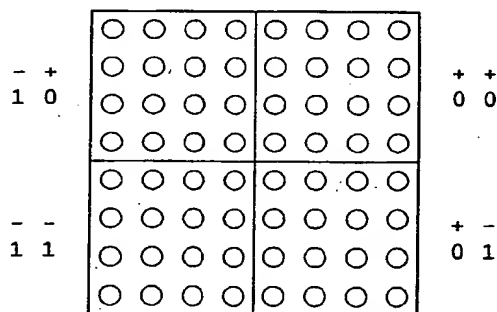


Bild 4: Anordnung der Symbole im zweidimensionalen Signalraum, wobei der Quadrant jeweils durch die Vorzeichenbits bestimmt wird.